

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-202758
 (43)Date of publication of application : 04.08.1995

(51)Int.CI. H04B 1/707
 H04B 7/26

(21)Application number : 06-241677 (71)Applicant : FUJI ELECTRIC CO LTD
 INTERDIGITAL TECHNOL CORP
 (22)Date of filing : 05.10.1994 (72)Inventor : KONDO SHIRO
 MILSTEIN LAURENCE B

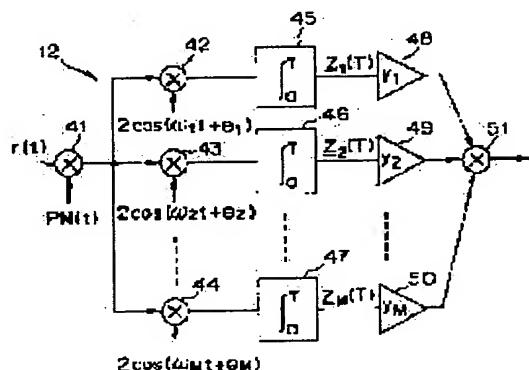
(30)Priority
 Priority number : 93 133254 Priority date : 08.10.1993 Priority country : US

(54) METHOD AND SYSTEM FOR MODULATING/DEMODULATING MULTICARRIER SPREAD SPECTRUM SIGNAL

(57)Abstract:

PURPOSE: To provide robustness against multipath phading and narrow band interference suppression in a spread spectrum communication system/method.

CONSTITUTION: A maximum ratio synthesizer 51 is included in a receiver 12 to maximize the SN ratio of the receiver 12. A data signal is modulated by plural carriers to generate a multicarrier spectral signal. The multicarrier system is suitable for a code division multiple access system.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 14.10.1997
 [Date of sending the examiner's decision of rejection]
 [Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]
 [Date of final disposal for application]
 [Patent number] 2925463
 [Date of registration] 07.05.1999
 [Number of appeal against examiner's decision of rejection]

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-202758

(43) 公開日 平成7年(1995)8月4日

(51) Int.Cl.⁶
H 04 B 1/707
7/26

識別記号 庁内整理番号
7605-5K

F I

技術表示箇所
D
C

H 04 J 13/ 00

H 04 B 7/ 26

審査請求 未請求 請求項の数32 O L (全 17 頁)

(21) 出願番号 特願平6-241677

(22) 出願日 平成6年(1994)10月5日

(31) 優先権主張番号 133254

(32) 優先日 1993年10月8日

(33) 優先権主張国 米国(US)

(71) 出願人 000005234

富士電機株式会社

神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号

(71) 出願人 594164900

インターディジタル テクノロジー コーポレイション

InterDigital Technology Corporation

アメリカ合衆国 19801 デラウェア州

ウイルミントン マーケット ストリート
900 セカンド フロア

(74) 代理人 弁理士 谷 義一 (外1名)

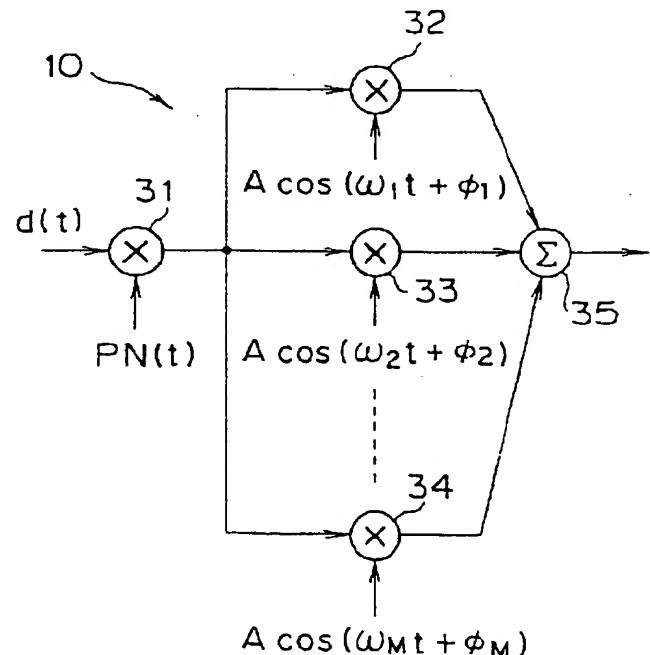
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 マルチキャリア・スペクトル拡散信号変調/復調方法およびシステム

(57) 【要約】

【目的】 スペクトル拡散通信システム/方法において、マルチパス・フェージングに対して強い特性を有すると共に、狭帯域干渉に対して抑圧特性を有するようにした通信システム/方法。

【構成】 受信機(12)側、最大比合成器(51)を設けて、この受信機のS/N比の最大に設定する。複数のキャリアでデータ信号を変調して、マルチキャリア・スペクトル信号を発生させる。このマルチキャリア・システムは、符号分割多元接続システムに好適である。



1

2

【特許請求の範囲】

【請求項1】 データ信号を通信チャネルを介して送信するスペクトル拡散システムにおいて、送信機および受信機を具備し、この送信機は、

前記データ信号を拡散シーケンス信号で直接拡散処理して拡散データ信号を発生するスペクトル拡散処理デバイスと、

このスペクトル拡散処理デバイスに結合され、この拡散データ信号に第1キャリア信号を掛算して第1スペクトル拡散信号を発生する第1積デバイスと、

前記スペクトル拡散処理デバイスに結合され、この拡散データ信号に第2キャリア信号を掛算して第2スペクトル拡散信号を発生する第2積デバイスであって、この第2キャリア信号を、前記第1キャリア信号の周波数とは異なる周波数を有すると共に、この第1キャリア信号と直交させる第2積デバイスと、

これら第1および第2積デバイスと結合され、前記第1および第2スペクトル拡散信号を合成して、マルチキャリア・スペクトル拡散信号を発生すると共に、このマルチキャリア・スペクトル拡散信号を前記通信チャネルを介して送信する合成器とを具備し、

さらに、前記受信機は、

前記通信チャネルに結合され、前記マルチキャリア・スペクトル拡散信号を逆拡散処理して、第1および第2変調済みデータ信号を形成する逆拡散処理デバイスであって、この第1変調済みデータ信号には、前記第1キャリア信号で変調された前記データ信号が含まれ、この第2変調済みデータ信号には、前記第2キャリア信号で変調された前記データ信号が含まれる逆拡散処理デバイスと、

この逆拡散処理デバイスに結合され、前記変調済みデータ信号を前記第1キャリア信号の複製信号によって相関処理すると共に、前記データ信号の第1予測信号を出力する第1相関器と、

前記逆拡散処理デバイスに結合され、前記第2変調済みデータ信号を前記第2キャリア信号の複製信号で相関処理すると共に、前記データ信号の第2予測信号を出力する第2相関器と、

これら第1および第2相関器に結合され、前記第1および第2予測信号を最大S/N比で合成して、受信データ信号を形成する最大比合成器とを具備したことを特徴とするスペクトル拡散システム。

【請求項2】 前記送信機は、

前記スペクトル拡散処理デバイスに結合され、前記拡散データ信号に第3キャリア信号を掛算すると共に、第3スペクトル拡散信号を発生する第3積デバイスであって、この第3キャリア信号は、前記第1および第2キャリア信号の両周波数とは異なる周波数を有すると共に、これら第1および第2キャリア信号とは直交してい

10

20

30

40

50

る第3積デバイスをさらに具備し、

前記合成器を前記第3積デバイスに結合させて、前記第3スペクトル拡散信号を前記第1および第2スペクトル拡散信号と合成して前記マルチキャリア・スペクトル拡散信号を構成すると共に、このマルチキャリア・スペクトル拡散信号を前記通信チャネルを介して送信するようにし、ならびに前記受信機は、

前記マルチキャリア・スペクトル拡散信号を逆拡散処理して、前記第3キャリア信号で変調されたデータ信号を有する第3変調済みデータ信号を構成する前記逆拡散処理デバイスと、

この逆拡散処理デバイスに結合され、この第3変調済みデータ信号を前記第3キャリア信号の複製信号と相関処理すると共に、前記データ信号の第3予測信号を出力する第3相関器と、

この第3相関器に結合され、前記第3予測信号を、前記第1および第2予測信号と最大S/N比で合成して前受信データ信号を形成する前記最大比合成器とをさらに具備したことを特徴とする請求項1記載のスペクトル拡散システム。

【請求項3】 データ信号を通信チャネルを介して送信するスペクトル拡散システムにおいて、送信機および受信機を具備し、

この送信機は、

前記データ信号を拡散シーケンス信号で直接拡散処理して拡散データ信号を発生する手段と、

この拡散データ信号に複数のキャリア信号を掛算すると共に、対応する複数のスペクトル拡散信号を発生する手段であって、これらキャリア信号の各々は、これらキャリア信号のうちの他のキャリア信号のキャリア周波数とは異なるキャリアの信号を有すると共に、これら複数のキャリア信号の他のキャリア信号に対して直交している手段と、

これら複数のスペクトル拡散信号を互いに合成し、マルチキャリア・スペクトル拡散信号を形成する第1手段と、

このマルチキャリア・スペクトル拡散信号を前記通信チャネルを介して送信する手段とを具備し、ならびに前記受信機は、

前記マルチキャリア・スペクトル拡散信号を逆拡散処理して複数の変調済みデータ信号を形成する手段であって、これら複数の変調済みデータ信号は、前記複数のキャリア信号のそれぞれによって変調されている手段と、これら複数の変調済みデータ信号を複数の複製キャリア信号と相関処理すると共に、これら変調済みデータ信号のそれぞれに対応した複数の予測信号を出力する手段と、

これら複数の予測信号を合成して受信データ信号を形成する第2手段とを具備したことを特徴とするスペクトル拡散システム。

【請求項4】 前記直接拡散処理手段は、前記データ信号を拡散シーケンス信号で直接拡散処理して前記拡散データ信号を生成する拡散スペクトラム処理デバイスを有し、ならびに前記掛算手段は、前記スペクトル拡散処理デバイスに結合され、前記拡散データ信号に第1キャリア信号を掛算して第1拡散スペクトル信号を発生する第1積デバイスと、前記スペクトル拡散処理デバイスに結合され、この拡散データ信号に第2キャリア信号を掛算して第2スペクトル拡散信号を発生する第2積デバイスであって、この第2キャリア信号は前記第1キャリア信号の周波数とは異なる周波数を有すると共に、この第1キャリア信号と直交する第2積デバイスとを有することを特徴とする請求項3記載のスペクトル拡散システム。

【請求項5】 前記逆拡散手段は、前記通信チャネルに結合され、前記マルチキャリア・スペクトル拡散信号を逆拡散処理して、前記第1キャリア信号で変調されたデータ信号を有する第1変調済み信号と、前記第2キャリア信号で変調されたデータ信号を有する第2変調済み信号とを生成する逆拡散処理デバイスを有し、前記相関手段は、

前記第1積デバイスに結合され、前記変調済みデータ信号を前記第1キャリア信号の複製信号によって相関処理すると共に、前記データ信号の第1予測信号を出力する第1相関器と、

前記第1積デバイスに結合され、前記第2変調済みデータ信号を前記第2キャリア信号の複製信号で相関処理すると共に、前記データ信号の第2予測信号を出力する第2相関器とを有し、

前記第2合成手段は、前記第1および第2相関器に結合され、前記第1および第2予測信号を最大S/N比で合成して、受信データ信号を形成する最大比合成器を有することを特徴とする請求項4記載のスペクトル拡散システム。

【請求項6】 前記掛算手段は、

前記スペクトル拡散処理デバイスに結合され、前記拡散データ信号に第3キャリア信号を掛算すると共に、第3スペクトル拡散を発生する第3積デバイスであって、この第3キャリア信号は、前記第1および第2キャリア信号の両周波数とは異なる周波数を有すると共に、これら第1および第2キャリア信号とは直交している第3積デバイスを有し、

前記合成器を前記第3積デバイスに結合して、前記第3スペクトル拡散信号を前記第1および第2スペクトル拡散信号と合成して前記マルチキャリア・スペクトル拡散信号を構成すると共に、このマルチキャリア・スペクトル拡散信号を前記通信チャネルを介して送信することを特徴とする請求項5記載のスペクトル拡散システム。

【請求項7】 前記逆拡散手段は、前記通信チャネルに

結合され、前記マルチキャリア・スペクトル拡散信号を前記第1変調済みデータ信号と、前記第2変調済みデータ信号と、さらに、前記第3キャリア信号で変調されたデータ信号を有する第3変調済みデータ信号とに逆拡散処理する逆拡散処理デバイスを有し、

前記相関手段は、前記逆拡散デバイスに結合され、前記第3変調済みデータ信号を前記第3キャリア信号の複製信号で相関処理して、前記データ信号の第3予測信号を出力する第3相関器を有し、および前記最大S/N合成器をこの第3相関器に結合して、前記第1、第2、第3予測信号を最大S/N比で合成して前記受信信号を生成するようにしたことを特徴とする請求項6記載のスペクトル拡散システム。

【請求項8】 データ信号を通信チャネルを介して送信するに当り、

このデータ信号を拡散シーケンス信号で直接拡散処理して、拡散データ信号を形成するステップと、前記拡散データ信号に第1キャリア信号を掛算して、第1スペクトル拡散信号を形成するステップと、

前記拡散データ信号に第2キャリア信号を掛算して、第2スペクトル拡散信号を形成し、前記第2キャリア信号を、前記キャリア信号の周波数とは異なった周波数を有すると共に前記第1キャリア信号と直交させるステップと、

前記第1および第2スペクトル拡散信号を合成して、マルチキャリア・スペクトル拡散信号を形成するステップと、

該マルチキャリア・スペクトル拡散信号を逆拡散処理して、前記第1キャリア信号で変調されたデータ信号を有する第1変調済み信号および前記第2キャリア信号で変調されたデータ信号を有する第2変調済み信号を形成するステップと、

前記第1変調済みデータ信号を前記第1キャリア信号の複製信号で相関処理して、前記データ信号の第1予測信号を形成するステップと、

前記第2変調済みデータ信号を前記第2キャリア信号の複製信号で相関処理して、前記データ信号の第2予測信号を形成するステップと、

前記第1および第2予測信号を最大S/N比で合成して受信データ信号を形成するステップとを具備したことを特徴とするデータ信号送信方法。

【請求項9】 前記第1および第2予測信号を合成するステップは、

この第1の予測信号を第1の予め決められた値だけ増幅し、この第1の予め決められた値は、前記第1スペクトル拡散信号のフェージング・パラメータを、この第1スペクトル拡散信号の相関器に受信されるノイズの分散（ノイズパワー）で割算した値に関連するステップと、前記第2予測信号を第2の予め決められた値だけ増幅し、この第2の予め決められた値は、前記第2スペクト

5

ル拡散信号のフェージング・パラメータを、この第2スペクトル拡散信号の相関器に受信されるノイズの分散（ノイズパワー）で割算した値に関連しているステップとを有することを特徴とする請求項8記載のデータ信号送信方法。

【請求項10】 送信機は、

データ信号に疑似ランダム・シーケンスを掛算して、第1信号を発生する第1掛算器と、

前記第1信号が供給され、各々に複数の第1キャリア信号のうちの1つの信号が供給されて、複数の第2信号を発生する複数の第2掛算器と、

これら複数の第2信号が供給され、これら第2信号の総和である第3信号を送信用に発生させる第1の信号総和器とを具備し、ならびに受信機は、

受信した第3信号に前記疑似ランダム・シーケンスを掛算して第4信号を発生する第3掛算器と、

それぞれ、前記第4信号と、複数の第2キャリア信号の1つとを供給されて、複数の第5信号を発生し、これら複数の第2キャリア信号は、前記複数の第1キャリア信号に相当する複数の相関器と、

前記複数の第5信号が供給され、これら第5信号を互いに合成して受信データ信号を発生する最大比合成器とを具備したことを特徴とするマルチキャリア直接シーケンス・スペクトル拡散システム。

【請求項11】 前記複数の相関器は、

それぞれ、前記第4信号および前記複数の第2キャリア信号の1つが供給され、複数の第6信号を発生する複数の第4掛算器と、

第6信号が供給され、これら第6信号を積分すると共に、前記第5信号を発生する複数の積分器とを有することを特徴とする請求項10記載のマルチキャリア直接シーケンス・スペクトル拡散システム。

【請求項12】 前記複数の第1キャリア信号は、互いに直交していることを特徴とする請求項10記載のマルチキャリア直接シーケンス・スペクトル拡散システム。

【請求項13】 前記最大比合成器は、

前記複数の第5信号を増幅して、複数の第7信号を発生する複数の増幅器であって、これら増幅器の各々には、前記第5信号の各々が供給され、これら第5信号を、これら第5信号に相当する予め決められた値だけ増幅して、対応する第7信号を各増幅器によって発生するようにした複数の増幅器と、

複数の第7信号が供給され、前記受信データ信号を発生する第2の信号総和器とを有することを特徴とする請求項10記載のマルチキャリア直接シーケンス・スペクトル拡散システム。

【請求項14】 前記第5信号の各々を前記各予め決められた値だけ増幅し、これら値を、これら第5信号のノイズの分散量によって割算される、これら第5信号の各々のフェージング・パラメータに関連付けさせたことを

10

20

30

40

50

特徴とする請求項13記載のマルチキャリア直接シーケンス・スペクトル拡散システム。

【請求項15】 データ信号に疑似ランダム・シーケンスを掛算して、第1信号を発生する第1掛算器と、それぞれ、前記第1信号および複数のキャリア信号の1つの信号が供給され、複数の第2信号を発生する複数の第2掛算器と、

これら複数の第2信号が供給され、これら第2信号の総和である第3信号を送信用に発生させる第1の信号総和器とを具備したことを特徴とするマルチキャリア直接シーケンス・スペクトル拡散送信機。

【請求項16】 前記複数のキャリア信号を互いに直交させたことを特徴とする請求項15記載のマルチキャリア直接シーケンス・スペクトル拡散送信機。

【請求項17】 受信した第1信号に前記疑似ランダム・シーケンスを掛算して第2信号を発生する第1掛算器と、

それぞれ、前記第2信号と、複数のキャリア信号の1つとを供給されて、複数の第3信号を発生する複数の相関器と、

これら複数の第3信号が供給され、これら第3信号を互いに合成して受信データ信号を発生する第1合成器とを具備したことを特徴とするマルチキャリア直接シーケンス・スペクトル拡散受信機。

【請求項18】 前記第1合成器を最大比合成器とすることを特徴とするマルチキャリア直接シーケンス・スペクトル拡散受信機。

【請求項19】 前記複数の相関器は、それぞれ、前記第2信号および前記複数のキャリア信号の1つが供給され、複数の第4信号を発生する複数の第2掛算器と、

それぞれ、第4信号が供給され、これら第4信号を積分すると共に、前記複数の第3信号を発生する複数の積分器とを有することを特徴とする請求項17記載のマルチキャリア直接シーケンス・スペクトル拡散受信機。

【請求項20】 前記複数のキャリア信号は、互いに直交していることを特徴とする請求項17記載のマルチキャリア直接シーケンス・スペクトル拡散受信機。

【請求項21】 前記最大比合成器は、前記複数の第3信号を増幅して、複数の第5信号を発生する複数の増幅器であって、これら増幅器の各々には、これら第3信号の各々が供給され、これら第3信号を、これら第3信号に相当する予め決められた値だけ増幅して、対応する第5信号を各増幅器によって発生するようにした複数の増幅器と、

前記複数の第5信号が供給され、前記受信データ信号を発生する信号総和器とを有することを特徴とする請求項17記載のマルチキャリア直接シーケンス・スペクトル拡散受信機。

【請求項22】 前記第3信号の各々を前記各予め決め

られた値だけ増幅し、これら値を、各第3信号のノイズの分散量によって割算される、これら第3信号の各々のフェージング・パラメータに関連付けさせたことを特徴とする請求項21記載のマルチキャリア直接シーケンス・スペクトル拡散受信機。

【請求項23】 スペクトル拡散信号を変調および復調するに当り、

データ信号を拡散シーケンス信号で直接拡散処理して、拡散データ信号を形成するステップと、

この拡散データ信号に複数のキャリア信号を掛算して、複数の第1スペクトル拡散信号を形成し、これらキャリア信号の各々を他のキャリア信号に対して直交させるステップと、

これら複数のスペクトル拡散信号を合成してマルチキャリア・スペクトル拡散信号を形成するステップと、

このマルチキャリア・スペクトル拡散信号を逆拡散処理して、前記複数のキャリア信号中の対応するキャリア信号によって変調されたデータ信号を、各々有する複数の変調済みデータ信号を形成するステップと、

これら変調済みデータ信号を、前記複数のキャリア信号の複製信号の各々で相関処理して、前記データ信号の対応する複数の予測信号を形成するステップと、

これら予測信号を合成して、受信データ信号を形成するステップとを具備したことを特徴とするスペクトル拡散信号変調／復調方法。

【請求項24】 前記予測信号の合成を最大比合成とすることを特徴とする請求項23に記載のスペクトル拡散信号変調／復調方法。

【請求項25】 前記複数の予測信号を合成するステップは、

これら予測信号の各々を対応する予め決められた値だけ増幅するステップを有し、この対応する予め決められた値を、各予測信号に対応した前記スペクトル拡散信号に関連したノイズの分散量で割算され、このスペクトル拡散信号に組合さったフェージング・パラメータに関連付けるようにしたことを特徴とする請求項23記載のスペクトル拡散信号変調／復調方法。

【請求項26】 データ信号を通信チャネルを介して送信するデータ送信機において、

前記データ信号を拡散シーケンス信号で直接拡散処理して拡散データ信号を発生するスペクトル拡散処理デバイスと、

このスペクトル拡散処理デバイスに結合され、前記拡散データ信号に第1キャリア信号を掛算して第1スペクトル拡散信号を発生する第1積デバイスと、

前記スペクトル拡散処理デバイスに結合され、前記拡散データ信号に第2キャリア信号を掛算して第2スペクトル拡散信号を発生する第2積デバイスであって、この第2キャリア信号を、前記第1キャリア信号の周波数とは異なる周波数を有すると共に、この第1キャリア信号と

直交させた第2積デバイスと、

前記第1および第2積デバイスと結合され、前記第1および第2スペクトル拡散信号を合成して、マルチキャリア・スペクトル拡散信号を発生すると共に、このマルチキャリア・スペクトル拡散信号を前記通信チャネルを介して送信する合成器とを具備したことを特徴とするデータ送信機。

【請求項27】 前記送信機は、

前記スペクトル拡散処理デバイスに結合され、前記拡散データ信号に第3キャリア信号を掛算すると共に、第3スペクトル拡散を発生する第3積デバイスであって、この第3キャリア信号を、前記第1および第2キャリア信号の両周波数とは異なった周波数を有すると共に、これら第1および第2キャリア信号と直交させた第3積デバイスをさらに有し、

前記合成器を前記第3積デバイスに結合させて、前記第3スペクトル拡散信号を前記第1および第2スペクトル拡散信号と合成して前記マルチキャリア・スペクトル拡散信号を構成すると共に、このマルチキャリア・スペクトル拡散信号を前記通信チャネルを介して送信するようにしたことを特徴とする請求項26記載のデータ送信機。

【請求項28】 データ信号を通信チャネルを介して受信する受信機であって、

前記通信チャネルに結合され、マルチキャリア・スペクトル拡散信号を逆拡散処理して、第1および第2変調済みデータを形成する逆拡散処理デバイスであって、前記第1変調済みデータ信号には、第1キャリア信号で変調された前記データ信号が含まれ、前記第2変調済みデータ信号には、第2キャリア信号で変調された前記データ信号が含まれ、前記第2キャリア信号を、前記第1キャリア信号の周波数とは異なった周波数を有すると共に、前記第1キャリア信号と直交させた逆拡散処理デバイスと、

当該逆拡散処理デバイスに結合され、前記変調済みデータ信号を前記第1キャリア信号の複製信号によって相関処理すると共に、前記データ信号の第1予測信号を出力する第1相関器と、

前記逆拡散処理デバイスに結合され、前記第2変調済みデータ信号を前記第2キャリア信号の複製信号で相関処理すると共に、前記データ信号の第2予測信号を出力する第2相関器と、

前記第1および第2相関器に結合され、前記第1および第2予測信号を最大S/N比で合成して、受信データ信号を形成する最大比合成器とを具備したことを特徴とする受信機。

【請求項29】 前記マルチキャリア・スペクトル拡散信号を逆拡散処理して、前記第3キャリア信号で変調されたデータ信号を有する第3変調済みデータ信号を構成する前記逆拡散処理デバイスと、

この逆拡散処理デバイスに結合され、この第3変調済みデータ信号を前記第3キャリア信号の複製信号と相関処理すると共に、前記データ信号の第3予測信号を出力する第3相関器と、

この第3相関器に結合され、前記第3予測信号を、前記第1および第2予測信号と最大S/N比で合成して前記受信データ信号を形成する前記最大比合成器とを設けたことを特徴とする請求項28記載の受信機。

【請求項30】スペクトル拡散信号を変調するに当たり、

データ信号を拡散シーケンス信号で直接拡散処理して、拡散データ信号を形成するステップと、

この拡散データ信号に複数のキャリア信号を掛算して、複数の第1スペクトル拡散信号を形成し、これらキャリア信号の各々を、他のキャリア信号と直交させるステップと、

これら複数のスペクトル拡散信号を合成してマルチキャリア・スペクトル拡散信号を形成するステップとを具備したことを特徴とするスペクトル拡散信号変調方法。

【請求項31】スペクトル拡散信号を復調するに当たり、

マルチキャリア・スペクトル拡散信号を逆拡散処理して、複数のキャリア信号の対応するキャリア信号で変調されたデータ信号を有する複数の変調済み信号を形成するステップと、

これら複数の変調済みデータ信号を前記複数のキャリア信号の複製信号と相関をとて、前記データ信号の、複数の対応する予測信号を形成するステップと、

前記複数の予測信号を合成して受信データ信号を形成するステップとを具備したことを特徴とするスペクトル拡散信号復調方法。

【請求項32】前記複数の予測信号を合成するステップは、これら予測信号の各々を対応する予め決められた値だけ増幅するステップを有し、この予め決められた値を、これら予測信号の各々に対応する前記スペクトル拡散信号と組合わされたノイズの分散量で割算して、この各予測信号に対応したスペクトル拡散信号に組合わされたフェージング・パラメータに関連付けるようにしたことを特徴とする請求項31記載のスペクトル拡散信号復調方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、符号分割多元接続方式(CDMA)スペクトル拡散通信(spread spectrum communication)に関するものである。さらに詳述すれば、本発明は、タップドレイライインによるRAKEを使用することなしにマルチパス・フェージングに対して強い特性を呈するだけでなく、ノッチフィルタによる狭帯域干渉抑圧フィルタを使用することなく、重畠した狭帯域干渉を抑制すること

が可能な通信システムおよび方法に関するものである。

【0002】なお、本明細書の記述は本件出願の優先権の基礎たる米国特許出願第08/133,254号(1993年10月8日出願)の明細書の記載に基づくものであって、当該米国特許出願の番号を参照することによって当該米国特許出願の明細書の記載内容が本明細書の一部分を構成するものとする。

【0003】

【従来の技術】図1に、従来のスペクトル拡散通信システムの代表例を示す。拡散シーケンス信号 $g_1(t)$ を利用してメッセージデータ $d(t)$ を拡散スペクトラムデータ変調器51によって処理して、拡散データ信号を発生する。この拡散データ信号を、キャリア(搬送)周波数 f_0 を有するキャリア信号を用いてスペクトル拡散送信器52によって処理すると共に、適切な技術を駆使して、スペクトル拡散信号として通信チャネル53上に送信する。ここで使用されている用語“拡散シーケンス信号”とは、データ信号 $d(t)$ のスペクトルを拡散するために利用されるチップのシーケンスを有する信号 $g_1(t)$ を称するものとする。周知のように、拡散シーケンス信号のチップレートとは、信号 $d(t)$ のデータのビットをチップに分割する際のレートを意味する。一般に、拡散シーケンス信号 $g_1(t)$ には、疑似ノイズ(PN)シーケンスが用いられる。この“スペクトル拡散信号”的用語は、キャリア周波数で変調された拡散データ信号を意味するものである。

【0004】受信機において、スペクトル拡散復調器54によって、受信したスペクトル拡散信号を逆拡散して、変調済みデータ信号を発生すると共に、メッセージデータを同期データ復調器60によって受信データとして再生する。この同期データ復調器60は、基準信号を利用して、逆拡散したスペクトル拡散信号を同期復調する。従来より周知である二乗検波器55、バンドパスフィルタ56および分周器57によって、受信した変調済みデータ信号から基準信号を発生する。コスタスループまたは他の基準信号発生回路によつても、このような基準信号が得られるようになる。

【0005】スペクトル拡散システムは、マルチアクセス能力、耐マルチパス・フェージング性、および妨害波抑制能力等の所望の特性を有している。さらに、以下のような種々の技術が提案されており、これによつて、スペクトル拡散システムが本質的に持つプロセシングゲイン(拡散利得)によって提供されるもの以上のシステム性能が得られる。例えば、レイク(RAKE)受信機によれば、周波数選択性フェージング下におけるシステム性能の改善が達成される。またノッチフィルタを利用して、強力な狭帯域干渉信号を排除することが可能となる。

【0006】スペクトル拡散変調によって、符号分割マルチプレックス(CDM)および符号分割多元接続方式

11

(CDMA) が利用でき、これにより、複数のユーザが通信チャネル 53 上に同一キャリア周波数 f_0 で送信および受信可能となる。CDMA 方式では、各ユーザには、拡散シーケンス信号を発生するための個別でかつ特有の拡散シーケンスが割り当てられている。これら拡散シーケンスは直交していることが望ましく、一般的には、ほとんど、互いに相関を持たないコードが選ばれる。各ユーザは同一のキャリア周波数で送信するためには、各ユーザからのスペクトルは互いにオーバーラップ（重なり合う）している。このようにスペクトル拡散変調によってスペクトルの有効利用は図れるがさらに、干渉の抑制特性を保有しながら、現存する技術によるマルチパス・フェージングに対する強さより強力な特性を有するようなシステムおよび方式が要求されている。その実現により、例えば、CDMA システムは従来の狭帯域信号と同一の周波数帯を共用でき、全体としての周波数利用効率は飛躍的に向上する。

【0007】

【発明の概要】本発明の主要目的は、マルチパス・フェージングに対する強い特性を有すると共に、狭帯域干渉抑制特性を有するマルチキャリア・スペクトル拡散システムを提供することにある。

【0008】以下、本明細書中において広義に記載され、かつ実施された本発明のスペクトル拡散システムによれば、通信チャネルを介してデータ信号を送信するに当り、送信機および受信機を設置する。この送信機には、スペクトル拡散処理デバイスと、複数のキャリア積デバイスと、合成器とが設けられている。このスペクトル拡散処理デバイスによって、データ信号を拡散シーケンス信号により直接拡散 (direct-sequence) 処理することにより、拡散データ信号を出力として発生する。

【0009】これら複数のキャリア積デバイスによって、拡散データ信号と複数のキャリア信号との掛算が行われる。各キャリア信号は、他のキャリア信号のキャリア周波数とは異なったキャリア周波数を有すると共に、これら他のキャリア信号とは直交している。これら複数のキャリア積デバイスによって、この拡散データ信号から複数のスペクトル拡散信号が発生される。上記合成器によって、これら複数のスペクトル拡散信号を合成することによって、マルチキャリア・スペクトル拡散信号が形成されると共に、この組合せた信号を適当な技術を駆使して通信チャネルを介して送信する。

【0010】一方、上記受信機には、逆拡散処理デバイス、複数の相関器、および最大比合成器が設けられている。この逆拡散処理デバイスは、上記マルチキャリア・スペクトル拡散信号を複数の変調済みデータ信号に逆拡散処理する。これら変調済みデータ信号は、各々対応するキャリア信号の複製により復調されると共に、複数の積分器によって積分することによって、複数の予測信号

10

20

30

40

50

12

を形成する。換言すれば、複数の相関器によって、複数の変調済みデータ信号を複数のキャリア信号の複製信号を用いて、それぞれ相関処理する。相関処理後、これら複数の相関器は各々、データ信号の推定信号（予測信号：estimate signal）を出力する。次に、最大比合成器によって、これら相関器からの推定値を合成して、その値から受信データを決定する。

【0011】また、本発明によれば、データ信号を通信チャネルを介して送信する方法を提供することができる。この送信方法には、データ信号を拡散シーケンス信号で直接拡散処理するステップが設けられており、この結果として、拡散データ信号が発生される。次に、この拡散データ信号を、第1キャリア周波数の第1キャリア信号で掛算して、第1スペクトル拡散信号を生成する。また、この拡散データ信号を第2キャリア周波数の第2キャリア信号で掛算して、第2スペクトル拡散信号を生成する。この第2キャリア周波数は、第1キャリア周波数と異なるもので、第2キャリア信号は第1キャリア信号と直交している。続いて、この第1スペクトラム拡散信号を第2スペクトラム拡散信号と合成すると共に、マルチキャリア・スペクトラム拡散信号として、通信チャネルを介して送信する。

【0012】また、この送信方法には、このマルチキャリア・スペクトル拡散信号を逆拡散して、第1変調済み（被変調）データ信号および第2変調済みデータ信号を生成するステップが設けられている。この第1変調済みデータ信号には、第1キャリア信号で変調されたデータ信号が含まれておらず、第2変調済みデータ信号には、第2キャリア信号で変調されたデータ信号が含まれている。この送信方法には、第1変調済みデータ信号を第1キャリア信号で相関処理して、このデータ信号の第1予測信号を発生する。第2変調済み信号を第2キャリア信号で相関処理して、このデータ信号の第2予測信号を発生する。次に、これら第1および第2予測信号を最大 S/N 比で合成して、受信データ信号を形成する。

【0013】さらに、本発明によって、送信機および受信機を包含したマルチキャリア直接シーケンス・スペクトル拡散システムが提供される。この送信機には、データ信号を疑似ランダム・シーケンスで掛算して第1信号を発生する第1掛算器が設けられている。また、第1信号に、それぞれが供給されると共に、複数の第1キャリア信号の1つの信号に、それぞれが供給された複数の第2掛算器が設けられ、これら第2掛算器によって、複数の第2信号が生成され、さらに、これら第2信号が供給され、これら第2信号の総和である第3信号を送信用に生成する第1信号加算器が設けられている。本発明によれば、これら複数の第1キャリア信号は互いに直交している。また、上記受信機には、第3掛算器が設けられており、この第3掛算器によって、受信した第3信号を疑似ランダム・シーケンスで掛算して第4信号を生成し、

また、それぞれの第4信号が供給されると共に、複数の第2キャリア信号の1つの信号が供給され、複数の第5信号を生成する複数の相関器ならびに、これら複数の第5信号が供給され、これら第5信号を合成して受信データ信号を生成する最大比合成器を設けている。これら複数の第2キャリア信号は、複数の第1キャリア信号に相当する。上記複数の相関器には、複数の第4掛算器が設けられており、これら掛算器には、第4信号および第2キャリア信号の1つの信号が供給されて、複数の第6信号が生成される。さらに、複数の積分器が設けられ、これら第6信号の1つが供給されて、これら第6信号を積分すると共に、複数の第5信号を生成する。

【0014】本発明の一実施例においては、最大比合成器には、複数の増幅器が設けられ、これら増幅器によって、複数の第5信号の各々を増幅して、複数の第7信号を生成する。これら増幅器の各々には、第5信号の各々が供給され、この第5信号を、各第5信号に相当する、予め決められた値だけ増幅して、対応する第7信号を発生する。さらに、第2信号加算器を設け、これには複数の第7信号が供給されて、上記受信データ信号を発生する。また、この第5信号の各々が増幅される、予め決められた値は、第5信号の各々のノイズの分散量によって割算された各第5信号のフェージング・パラメータに関連するものである。

【0015】また、本発明によれば、スペクトル拡散信号を変調および復調する方法が提供される。この変調/復調方法には、以下のステップが含まれる。先ず、データ信号を拡散シーケンス信号で直接拡散処理して、拡散データ信号を生成するステップと、この拡散データ信号を複数のキャリア信号で掛算して、複数の第1スペクトル拡散信号を生成するステップと、このステップでは、各キャリア信号は他のキャリア信号と直交しており、さらに、複数のスペクトル拡散信号を合成して、マルチキャリア・スペクトル拡散信号を生成するステップと、このマルチキャリア・スペクトル拡散信号を逆拡散して、複数のキャリア信号の対応のキャリア信号によって変調されたデータ信号を各々が有する複数の変調済みデータ信号を生成するステップと、これら複数の変調済みデータ信号と複数のキャリア信号の複製信号とを相関処理して、データ信号の予測信号を生成するステップと、およびこれら複数の予測信号を合成して、受信データ信号を生成するステップとを具備する。好適には、この予測信号の合成ステップには、各予測信号を対応する予め決められた値だけ増幅するステップが含まれており、ここでは、予め決められた値は、以下に規定されたフェージング・パラメータに関連するものである。すなわち、各予測信号に相当するスペクトル拡散信号と関係づけられたノイズの分散で割算された各予測信号に相当するスペクトル拡散信号のフェージング・パラメータに関連するものである。

【0016】本発明の他の目的および利点は、以下の詳細な記載ならびに、これら記載から明らかになるもので、これら目的および利点は、添付の請求項によって、特に規定された手段およびそれらの組合せによって実現されるものである。

【0017】

【実施例】以下、本発明の現在における好適実施例を詳述する。これらの例は、添付の図面に開示されており、ここでは、類似の構成要素 (elements) には、同じ参照番号を付してある。

【0018】本発明のマルチキャリア直接シーケンス・スペクトル拡散システムおよび方法によって、レイク (RAKE) 受信機またはノッチフィルタを利用しないで、耐マルチパス特性および狭帯域干渉信号抑制が実現される。本発明では、単一のキャリアでなく、複数のキャリアを利用する。受信機には各キャリアに対して相関器が設けられ、相関器のすべての出力を最大比合成器、よって合成して、受信データ信号を形成するようにする。

【0019】本発明によれば、直接シーケンス・スペクトル拡散用の新規な技術を提供すると共に、この新規な技術開示によって、システムの性能に対する解析結果が現わされている。特に、このマルチキャリア直接シーケンス・スペクトル拡散システムには、周波数ダイバーシティ効果のみならず、狭帯域干渉信号抑制性が存在している。このことにより、例えば直接シーケンス・スペクトル拡散信号と、現存の狭帯域信号とで周波数帯を共用することが可能となる。この場合に狭帯域ユーザが受ける直接シーケンス・スペクトル拡散信号からの干渉を除去するために、マルチキャリア・システムでは、この狭帯域ユーザによって使用されているスペクトルを占有する特定の周波数の送信を停止することができる。このような状態の下では、CDMA信号から、現存の狭帯域システムユーザに対する干渉は存在しないと共に、このスペクトル拡散システムの送信機には従来必要とされていたノッチフィルタを設置する必要がなくなる。

【0020】データ信号を通信チャネルを介して送信するスペクトル拡散システムには、送信機および受信機が設けられる。この送信機には、直接拡散処理手段と、掛算器手段と、第1合成手段とが設けられている。この掛算器手段を、直接拡散処理手段と、第1合成手段との間に結合すると共に、この第1合成手段を通信チャネルに結合する。

【0021】この直接拡散処理手段によって、データ信号を拡散シーケンス信号で直接拡散処理して、拡散データ信号を発生する。掛算器手段によって、この拡散データ信号に複数のキャリア信号を掛算することによって、複数のスペクトル拡散信号を、それぞれ発生する。キャリア信号の各々は、複数のキャリア信号の他のキャリア信号のキャリア周波数とは異なったキャリア周波数を有

する。さらに、各キャリア信号は、これら複数のキャリア信号の他のキャリア信号に対して直交している。

【0022】送信機10および受信機12を具備したマルチキャリア直接シーケンス・スペクトル拡散システムが、図2および図3にそれぞれ図示されている。このスペクトルシステムは、送信機10においてM個のキャリア信号を有している。一方、受信機12においては、M*

$$\int_0^T \cos(\omega_i t + \phi_i) \cos(\omega_j t + \phi_j) dt = 0 \quad \text{なお, } i \neq j$$

【0025】ここで、記号Tはビット期間であり、記号 ω_i , ω_j は $i \neq j$ の条件の下でのそれぞれ異なったキャリア角周波数である。また、直交性は、以下の式のように選択することによって達成される。

【0026】

【数2】

$$\omega_i = m \frac{\pi}{T} + (i-1)n \frac{4\pi}{T} = m \frac{\pi}{T} + (i-1) \frac{4\pi}{T_e}$$

【0027】ここで、記号mは整数で、記号nはビット当りのチップの数である。すなわち、データ信号d(t)のビットがチップに分割されるレートである。また記号T_eはチップ期間である。

【0028】第1合成手段によって、複数のスペクトル拡散信号を合成して、マルチキャリア・スペクトル拡散信号を生成する。この後者の拡散信号を、適当な周知技術を駆使することによって、通信チャネル上に送信する。

【0029】図2に図示したように、このスペクトル拡散システム用の送信機10には、例えば、積デバイスまたは排他的論理和ゲートを用いるスペクトル拡散処理デバイス31の如く具現化した直接拡散処理システムと、複数の積デバイス32～34として具現化した掛算器手段と、合成器35として具現化した第1合成手段とが設けられている。これら複数の積デバイス32～34は、第1積デバイス32、第2積デバイス33、…第M番目の積デバイス34として表わされている。これら積デバイス32～34を、上記スペクトル拡散処理デバイス31と合成器35との間に結合する。このスペクトル拡散処理デバイス31を、データ信号d(t)を有するデータソースおよび拡散シーケンス信号PN(t)を有する疑似ノイズ(PN)発生ソースに結合する。合成器35の出力r(t)を通信チャネルに結合する。

【0030】また、スペクトル拡散処理デバイス31によって、データ信号d(t)を拡散シーケンス信号PN(t)を用いて、直接拡散処理して、拡散データ信号を発生する。複数の積デバイス32～34の各々によって、この拡散データ信号に各キャリア信号を掛算する。詳述すれば、第1積デバイス32によって、この拡散データ信号に第1キャリア信号、すなわちA $\cos(\omega$

*個の相関器が逆拡散処理の後に設けられており、これら相関器の出力を最大比合成器によって合成する。M個のキャリアを互いに直交するように設計する。

【0023】すなわち、

【0024】

【数1】

$t + \phi_1$)を掛算する。また第2積デバイス33によって、この拡散データ信号に第2キャリア信号A $\cos(\omega_2 t + \phi_2)$ を掛算し、同様に、M番目の積デバイスによって、この拡散データ信号にM番目キャリア信号、A $\cos(\omega_M t + \phi_M)$ を掛算する。

【0031】従って、この第1積デバイス32によって、第1スペクトル拡散信号を発生する。第2積デバイス33によって第2スペクトル拡散信号を発生する。同様に、M番目の積デバイスによってM番目のスペクトル拡散信号を発生する。

【0032】合成器35によって、これら積デバイス32～34から出力されたスペクトル拡散信号の各々を合成する。この結果として、第1スペクトル拡散信号、第2スペクトル拡散信号、およびM番目スペクトル拡散信号が、この合成器35によって合成されて、マルチキャリア・スペクトル拡散信号が生成される。この拡散信号が、合成器35から通信チャネル上に伝送される。この伝送されたマルチキャリア・スペクトル拡散信号は、各キャリア周波数が互いに直交している、それぞれ異なるキャリア周波数を有する各スペクトル拡散信号と共に、複数のスペクトル拡散信号を有するようになる。

【0033】図3に示すように、受信機12には、逆拡散手段、相関手段および第2合成手段が設けられている。この逆拡散手段を通信チャネルに結合し、この通信チャネル上を、上述のマルチキャリア・スペクトル拡散信号が伝送されている。相関手段を、これら逆拡散手段および第2合成手段の間に結合する。

【0034】逆拡散手段によって、このマルチキャリア・スペクトル拡散信号の逆拡散処理を行って、複数の変調済みデータ信号を有する信号を発生する。これら変調済みデータ信号の各信号を、各々対応するキャリア信号で相関処理することにより、データ信号の複数の予測信号を発生する。第2合成手段によって、複数の予測信号を合成してそれを基に受信データを決定する。

【0035】図3に示した例示的な構成において、このスペクトル拡散システムの受信機12には、逆拡散デバイス41として具現化した逆拡散手段と、複数の相関器として具現化した相関手段と、最大比合成器51として具現化した第2合成手段とが設けられている。この逆拡

散デバイス41は通信チャネルに結合され、このチャネル上を、上述のマルチキャリア・スペクトル拡散信号が伝送されている。複数の相関器の各々を、この逆拡散デバイス41と最大比合成器51との間に結合する。この逆拡散デバイス41は、ミキサ、積デバイス、またはこれらと等価な公知回路手段で構成することができ、これら回路手段によって、受信した信号に、送信機10で利用された拡散シーケンス信号の複製信号を掛算する。

【0036】また、逆拡散デバイス41によって、マルチキャリア・スペクトル拡散信号を逆拡散処理することにより、複数の変調済みデータ信号を生成する。送信機10の合成器35によって合成される、第1スペクトル拡散信号、第2スペクトル拡散信号、M番目スペクトル拡散信号を、この逆拡散デバイス41によって逆拡散処理して、第1変調済みデータ信号、第2変調済みデータ信号、M番目変調済みデータ信号のそれぞれを得る。これら変調済みデータ信号の各々には、各キャリア信号によって変調されたデータが含まれている。従って、第1変調済みデータ信号は第1キャリア信号で変調されたデータ信号を有している。第1変調済みデータ信号は、第2キャリア信号で変調されたデータ信号を有している。同様に、M番目の変調済みデータ信号は、M番目キャリア信号で変調されたデータ信号を有している。

【0037】これら変調済みデータ信号の各々を、複数の相関器の各相関器によって復調処理する。第1相関器が、積分器45に結合された積デバイス42として図示されている。第2相関器が、積分器46に結合された積デバイス43として図示されている。同様に、M番目の相関器が、積分器47に結合された積デバイス44として図示されている。これら相関器の各々によって、各変調済みデータ信号を各キャリア信号で相関処理する。第1相関器によって、第1変調済みデータを第1キャリア信号で相関処理（すなわち、“掛算および積分”処理）すると共に、このデータ信号の第1推測信号を出力する。第2相関器によって、第2変調済みデータ信号を第2キャリア信号で復調すると共に、データ信号の第2予測信号を出力する。同様に、M番目の相関器によって、M番目の変調済みデータ信号をM番目のキャリア信号で復調すると共に、データ信号のM番目の予測信号を出力する。

【0038】前述した逆拡散手段および相関手段が、図3において、逆拡散デバイスおよび複数の相関器として図示されているが、これと等価な回路を用いて同一機能を実現することも可能である。例えば、マッチドフィルタをデジタル信号プロセッサで実現したり、開示した回路を特殊用途向け集積回路（ASIC）で具現化することもできる。同様に、表面弹性波（SAW）デバイスを、スペクトル拡散信号の各々のキャリア周波数に対して採用するか、またはその拡散信号の中間周波数に対して採用することができる。このように、図3に示した回

路に対して、マッチドフィルタやSAWデバイスで置換する技術は、当業者であれば容易に理解できるものであるので、ここでは、これ以上、詳述しない。

【0039】上記予測信号を増幅器48～50にそれぞれ供給する。すなわち、第1相関器によって発生させた第1予測信号を、ゲイン（利得） y_1 を有する増幅器48に供給する。第2相関器によって発生させた第2予測信号を、ゲイン y_2 を有する増幅器49に供給する。同様に、M番目の相関器によって発生させたM番目の予測信号をゲイン y_M を有する増幅器50に供給する。

【0040】合成器51によって、これら複数の増幅器48～50からの出力信号を合成する。従って、これら増幅器48～50からの出力のそれぞれを、最大S/N比（SNR）が得られる最大比合成技術によって合成することによって、受信データ信号を生成する。すなわち、これら増幅器48～50のそれぞれのゲインを、マルチパス・フェージング・パラメータに関連するよう調整する。このゲインはマルチキャリア・スペクトル拡散信号の、各スペクトル拡散信号のフェージング・パラメータを、各々の相関器が受信するノイズの分散で除したものに関連する値である。最大比合成器は、周知なものであるので、これ以上、詳述しないものとする。

【0041】また、本発明によれば、マルチキャリア・スペクトル拡散信号を利用して、データ信号を通信チャネル上に送信する方法を提供できる。この本発明の送信方法には、データ信号を拡散シーケンス信号によって直接拡散処理するステップが含まれており、これによって拡散データ信号を発生する。次に、この拡散データ信号に、複数のキャリア周波数を有する複数のキャリア信号を掛算して、複数のスペクトル拡散信号を発生する。詳述すると、このスペクトル拡散データ信号に、第1キャリア周波数を有する第1キャリア信号を掛算して、第1スペクトル拡散信号を発生する。また、スペクトル拡散データ信号に第2キャリア周波数を有する第2キャリア信号を掛算して、第2スペクトル拡散信号を発生する。同様に、この拡散データ信号に、第M番目のキャリア周波数を有する第M番目のキャリア信号を掛け算して、M番目のスペクトル拡散信号を発生する。これらキャリア周波数の各々は、他のキャリア周波数とは異なったものである。従って、この第2キャリア周波数およびM番目のキャリア周波数は、第1キャリア周波数とは異なったものであり、また、このM番目のキャリア周波数は、第2キャリア周波数とは異なったものである。さらに、これらキャリア周波数の各々は、他のキャリア周波数に対して直交している。

【0042】これらスペクトル拡散信号の各々を合成することによって、マルチキャリア・スペクトル拡散信号を形成する。すなわち、第1スペクトル拡散信号、第2スペクトル拡散信号およびM番目のスペクトル拡散信号までのすべての信号を合成して、マルチキャリア・スペ

クトル拡散信号を得る。このマルチキャリア・スペクトル拡散信号を、適当な周知技術を駆使することによって、通信チャネル上に送信する。

【0043】また、この発明の方法には、マルチキャリア・スペクトル拡散信号を逆拡散処理するステップが含まれており、これによって、複数の変調されたデータ信号（変調済みデータ信号）を生成する。これら複数の変調済みデータ信号には、第1変調済みデータ信号と、第2変調済みデータ信号と、M番目変調済みデータ信号までのデータ信号が含まれている。前述した本発明の装置のように、変調済みデータ信号の各々は、各々のキャリア信号で変調されたデータ信号を有している。従って、この第1変調済みデータ信号は、第1キャリア信号で変調されたデータ信号を有し、第2変調済みデータ信号は、第2キャリア信号で変調されたデータ信号を有している。同様に、M番目の変調済みデータ信号は、M番目のキャリア信号で変調されたデータ信号を有している。

【0044】さらに、このマルチキャリア・スペクトル拡散信号を受信する方法には、これら変調済みデータ信号を対応するキャリア信号の複製信号を用いて相関処理すると共に、このように相関処理した信号を複数の予測信号として出力するステップが設けられている。次に、全ての予測信号を、最大合成比で合成して、その値を基に受信データを決定する。

【0045】図2および図3を参照しながら、使用例を説明すると、メッセージデータを、スペクトル拡散処理デバイス31によってスペクトル拡散処理すると共に、複数の積デバイス32～34によって、複数のキャリア信号で変調し、さらに、合成器35によって合成する。この合成した信号は、通信チャネル上に送信するマルチキャリア・スペクトル拡散信号である。受信機において、逆拡散デバイス41によってこのマルチキャリア・スペクトル拡散信号を逆拡散処理して、複数の変調済みデータ信号を生成する。複数の相関器によって、複数の変調済みデータ信号を複数の予測信号として逆相関処理する。これら予測信号を最大比合成器51で合成して、これを基に受信データを決定する。

【0046】このマルチキャリア・システムの応用例としてオーバーレイシステムが考えられる。これは直接シーケンス・スペクトル拡散信号と、狭帯域信号とを同一の周波数帯に重ねて、同時にオペレートすることで全体としての周波数利用効率を改善するものである。このようなシステムでは互いの干渉による性能劣化を防ぐ必要がある。

【0047】まず、スペクトル拡散信号が狭帯域システムに妨害を生じることを防ぐために、従来のシングルキャリア・システムではスペクトル拡散信号送信機にノッチフィルタを備えて、スペクトル拡散信号から、狭帯域

システムに占有されている周波数帯をとり除く必要があった。しかし、マルチキャリア・システムでは、狭帯域システムユーザに占有されている周波数帯を含むキャリアを単に停止すれば良く、極めて簡単に実現できる。

【0048】さらに、オーバーレイシステムではスペクトル拡散信号が狭帯域信号から受ける劣化を除去する必要があるが、これに対してもマルチキャリア・システムが持つ干渉信号抑制能力が非常に有効である。

【0049】以下、本発明になる耐マルチパス性能および干渉信号抑制性能について詳述する。

【0050】本発明の性能

本章では、マルチパス・フェージングに対する本発明のマルチキャリア・システム／方法の強さについて詳述されている。図4には、マルチキャリア直接シーケンス・スペクトラム拡散システムのシステムモデルが図示されており、このシステムには、チャネルの効果が含まれており、ここでは、このチャネルは、各キャリアと組合わされたマルチパス・フェージング・パラメータ $\alpha_1 \sim \alpha_M$ を有している。この図4のブロックダイヤグラムの部分21は、便宜上のモデルを表わした図2のものとは、僅かに相違している。すなわち、フェージング・パラメータ $\alpha_1 \sim \alpha_M$ がポイント64において加算される前に、これらと組合わされたスペクトル拡散信号として作用すると共に、ノイズ $n_w(t)$ がポイント65で加算されて、 $\underline{x}(t)$ が得られる。これらフェージング・パラメータ $\alpha_1 \sim \alpha_M$ には、フェージング係数として $\alpha_1 \sim \alpha_M$ および、これらパラメータの各位相角として $\beta_1 \sim \beta_M$ が含まれている。図4に示すように、各周波数帯域におけるスペクトル拡散信号は非選択性フェージングを受けているものとするが、別々の帯域は、互いに独立したフェージングを受けているものとする。この時、受信信号は以下の式によって与えられる：

【0051】

【数3】

$$\underline{x}(t) = Ad(t) PN(t) \sum_{i=1}^M \alpha_i \cos(\omega_i t + \theta_i) + n_w(t)$$

【0052】ここで、 $\theta_i = \phi_i + \beta_i$ 、記号Aは信号振幅、d(t)はデータを表わす二値のランダムシーケンス、PN(t)は拡散シーケンス、および $n_w(t)$ は $\eta_0/2$ の両側パワースペクトル密度を持つ白色ガウス雑音とする。さらに、 $\{\alpha_i, i = 1, 2, \dots, M\}$ は独立にレイリーフ分布する確率変数であり、 $\{\theta_i, i = 1, 2, \dots, M\}$ は独立に $(0, 2\pi)$ 上に均一分布する確率変数である。キャリア、コードおよびビット同期が完全であると仮定すれば、k番目の相関器出力値は以下のように得られる：

【0053】

【数4】

21

22

$$\underline{Z}_k(T) = \pm A \sum_{i=1}^M \alpha_i \int_0^T \cos(\omega_i t + \theta_i) \cdot 2 \cos(\omega_k t + \theta_k) dt + \underline{n}_k(T) \\ = \pm A \alpha_k T + \underline{n}_k(T)$$

ここで、 $\underline{n}_k(T) \sim N(0, \eta_k T)$ である。

【0054】次に、以下によって相関器出力を合成する。

【0055】

【数5】

$$g(T) = \sum_{i=1}^M y_i (\alpha_i AT + \underline{n}_i(T))$$

【0056】ここで、 y_i は、受信機の i 番目のブランチのゲインである。この時、S/N比 “ λ ” は以下のように与えられる：

【0057】

【数6】

$$\lambda = \frac{A^2 T^2 \left(\sum_{i=1}^M y_i \alpha_i \right)^2}{2 \sum_{i=1}^M y_i^2 N_i}$$

ここで、 $N_i = \text{Var}(\underline{n}_i(T))$ である。

【0058】また、公知のように、最大比合成、すなわち、 $y_i = \alpha_i / N_i$ のように設定すると、ビットエラ*

$$P_e = \int_0^\infty \phi(-\sqrt{2\gamma_0}) f(\gamma_0) d\gamma_0$$

$$= \left(\frac{1-\mu}{2} \right) \sum_{i=0}^{M-1} \binom{M-1+i}{i} \left(\frac{1+\mu}{2} \right)^i$$

ここで

$$\mu \equiv \sqrt{\frac{\gamma_0}{1+\gamma_0}} \quad \text{および}$$

$$\gamma_0 \equiv \frac{E_b}{n_0} E \{ \alpha_i^2 \}$$

となる。

【0062】上述した方程式は、最大比合成にとっては、周知の結果である。従って、この本発明のマルチキャリア受信機によれば、レイク受信機によって得られる性能と類似の性能が、これらキャリアの周波数ダイバーシティの特性によって実現できる。

【0063】シングルトーン干渉

$$\underline{x}(t) = A d(t) PN(t) \sum_{i=1}^M \cos(\omega_i t + \theta_i) + \alpha \cos(\omega_k t + \theta_k) + \underline{n}_w(t)$$

【0065】ここで、 α 、 ω_i および θ_i は、それぞれ妨害波の振幅、周波数および位相である。再び、キャリ

*一の条件的確率は以下のようになる：

【0059】

10 【数7】

$$P(e | \gamma_0) = \phi(-\sqrt{2\gamma_0})$$

ここで、

$$\phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-t^2/2} dt$$

および

$$\gamma_0 = \frac{E_b}{n_0} \sum_{i=1}^M \alpha_i^2$$

【0060】となり、 γ_0 は、カイ二乗分布を有している。従って、

【0061】

【数8】

【0062】

【数9】

【0063】

【数10】

【数11】

【数12】

【数13】

【数14】

【数15】

【数16】

【数17】

【数18】

【数19】

【数20】

【数21】

【数22】

【数23】

【数24】

【数25】

【数26】

【数27】

【数28】

【数29】

【数30】

【数31】

【数32】

【数33】

【数34】

【数35】

【数36】

【数37】

【数38】

【数39】

【数40】

【数41】

【数42】

【数43】

【数44】

【数45】

【数46】

【数47】

【数48】

【数49】

【数50】

【数51】

【数52】

【数53】

【数54】

【数55】

【数56】

【数57】

【数58】

【数59】

【数60】

【数61】

【数62】

【数63】

【数64】

【数65】

【数66】

【数67】

【数68】

【数69】

【数70】

【数71】

【数72】

【数73】

【数74】

【数75】

【数76】

【数77】

【数78】

【数79】

【数80】

【数81】

【数82】

【数83】

【数84】

【数85】

【数86】

【数87】

【数88】

【数89】

【数90】

【数91】

【数92】

【数93】

【数94】

【数95】

【数96】

【数97】

【数98】

【数99】

【数100】

【数101】

【数102】

【数103】

【数104】

【数105】

【数106】

【数107】

【数108】

【数109】

【数110】

【数111】

【数112】

【数113】

【数114】

【数115】

【数116】

【数117】

【数118】

【数119】

【数120】

【数121】

【数122】

【数123】

【数124】

【数125】

【数126】

【数127】

【数128】

【数129】

【数130】

【数131】

【数132】

【数133】

【数134】

【数135】

【数136】

【数137】

【数138】

【数139】

【数140】

【数141】

【数142】

【数143】

【数144】

【数145】

【数146】

【数147】

【数148】

【数149】

【数150】

【数151】

【数152】

【数153】

【数154】

【数155】

【数156】

【数157】

【数158】

【数159】

【数160】

【数161】

【数162】

【数163】

【数164】

【数165】

【数166】

【数167】

【数168】

【数169】

【数170】

【数171】

【数172】

【数173】

【数174】

【数175】

【数176】

【数177】

【数178】

【数179】

【数180】

【数181】

【数182】

【数183】

【数184】

※このマルチキャリア・システムを、シングルトーン干渉信号が存在している加算性白色ガウス雑音 (AWGN) チャネルの下で使用した時の性能は以下のようになれる。この時の受信信号は以下の式で表わされる：

【0064】

※ 【数9】

ア、コードおよびビット同期が完全なものであると仮定

50 すると、 k 番目の相関器のテスト統計的結果は以下のよ

うに与えられる：

【0066】

$$\underline{I}_k(T) = \pm AT + I_k(T) + n_k(T)$$

* 【数10】

ここで、 $n_k(T) \sim N(0, \eta_k T)$ および

$$I_k(T) = 2\alpha \int_0^T P(t) \cos(\omega_k t + \theta_k) \cos(\omega_s T + \theta_s) dt$$

【0067】となる。2倍高調波の項を無視すると $I_k(T)$ ※【0068】

(T) は以下のようになる。

※10 【数11】

$$I_k(T) = \alpha \sum_{i=0}^{n-1} C_i \int_{iT_c}^{(i+1)T_c} \cos[(\omega_k - \omega_s)t + \hat{\theta}_k] dt$$

$$= \alpha \sum_{i=0}^{n-1} C_i \frac{1}{\omega_k - \omega_s} \{ \sin[(\omega_k - \omega_s)(i+1)T_c + \hat{\theta}_k] \\ - \sin[(\omega_k - \omega_s)iT_c + \hat{\theta}_k] \}$$

ここで、 $\{C_i\}$ は拡散シーケンスを表わし、 $\hat{\theta}_k \equiv \theta_k - \theta_s$ である。

【0069】 ω_k を書換えると、以下のようになる：

【0070】

【数12】

$$\omega_k = \omega_s + (k-1) \frac{4\pi}{T_c}$$

★【0071】また、この妨害波がこのシステムの j 番目の周波数帯域内において存在しているものと仮定すると、 ω_j を以下の式で表わせる：

【0072】

【数13】

$$\omega_j = \omega_s + (j-1) \frac{4\pi}{T_c} + p \frac{2\pi}{T_c}$$

ここで、 $-1 \leq p \leq 1$ である。この時 $I_k(T)$ は以下の式で与えられる。

$$I_k(T) = \alpha T_c \frac{\sin(\pi p)}{\pi p - 2\pi(k-j)} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} C_i \cos((2i+1)\pi p - \hat{\theta}_k)$$

$\{C_i\}$ をランダムバイナリーシーケンスであると仮定すると、 $I_k(T)$ を、 $\hat{\theta}_k$ に関する条件付ガウス分布として近似できる。

【0073】また、条件付モーメントは以下のように計算できる。

★【0074】

$$E\{I_k(T) | \hat{\theta}_k\} = 0$$

および

$$\text{var}\{I_k(T) | \hat{\theta}_k\} = \alpha^2 T_c^2 \left(\frac{\sin(\pi p)}{\pi p - 2\pi(j-k)} \right)^2$$

$$\cdot \sum_{i=0}^{n-1} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(4i\pi p + 2\pi p - 2\hat{\theta}_k) \right)$$

【0075】ここで、以下に示した恒等式、すなわち：

【0076】

【数15】

$$\sum_{i=0}^{n-1} \cos(iy+x) = \frac{\cos(x + [(n-1)/2]y) \sin(ny/2)}{\sin(y/2)}$$

50 【0077】を利用して、以下を得る：

【0078】

$$\text{var}\{I_k(T) | \hat{\theta}_k\} = \alpha^2 \frac{T_c^2}{2} \left(\frac{\sin(\pi p)}{\pi p + 2\pi(j-k)} \right)^2$$

【数16】

$$\cdot \left\{ n + \frac{\cos(2n\pi p - 2\hat{\theta}_k) \sin(2n\pi p)}{\sin(2\pi p)} \right\}$$

$$\equiv \alpha^2 N_k ;$$

$$\therefore Z_k(T) \sim N(\pm AT, \eta_0 T + \alpha^2 N_k)$$

以上は、 $\hat{\theta}_k$ に関して条件付けされている。

【0079】さて、ここに干渉性の正弦波トーンが、故意の妨害波でなく、意図的でない狭帯域の干渉信号を表わすと仮定する。すなわち、この正弦波トーンの周波数が十分に静止状態であるものと仮定する。この時、そのパワー（電力）は、受信機のM個のブランチ（分岐回路）の各々に関して測定できる。その測定値に基づいた最大比合成を採用することによって、以下の式が得られる：

【0080】

【数17】

$$g(T) = \sum_{i=1}^M y_i Z_i(T)$$

$$\text{ここで } y_i = \frac{AT}{\text{Var}\{Z_i\}}$$

である。

* 【0081】この時 $g(T)$ は以下によって計算できるモーメントを有するものになる：

【0082】

【数18】

$$E\{g(T) | \bar{\theta}\} = \sum_{i=1}^M \left(\frac{A^2 T^2}{\eta_0 T + \alpha^2 N_i} \right)$$

【0083】

20 【数19】

$$\begin{aligned} \text{Var}\{g(T) | \bar{\theta}\} &= \sum_{i=1}^M \left(\frac{AT}{\eta_0 T + \alpha^2 N_i} \right) 2(n_0 T + \alpha^2 N_i) \\ &= \sum_{i=1}^M A^2 \frac{T^2}{\eta_0 T + \alpha^2 N_i} \end{aligned}$$

ここで $\bar{\theta} = (\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2, \dots, \hat{\theta}_M)$ となる。

【0084】最終的に、以下の式によってビットエラーレートが得られる：

【0085】

【数20】

$$\begin{aligned} P(e | \theta) &= \phi \left[\sqrt{\sum_{i=1}^M \left(\frac{n_0}{2E_i} + \frac{\alpha^2}{A^2} \frac{N_i}{T^2} \right)^{-1}} \right] \\ &= \phi \left[- \sqrt{\sum_{i=1}^M \left\{ M \left(\frac{n_0}{2E} + \text{ISR} \frac{N_i}{T^2} \right) \right\}^{-1}} \right] \end{aligned}$$

【0086】ここで、 E_i はこの受信機の各ブランチのシンボル当りのエネルギーである。また、ISRは以下

で定義される。

【0087】

【数21】

$$\text{ISR} = \frac{\alpha^2/2}{MA^2/2}$$

【0088】また、Eは、送信された波形のシンボル当たりの全エネルギーであり、 $E=ME$ 、同様に、 $MA^2/2$ は、全信号電力である。

【0089】数値結果

A) 周波数ダイバーシティ効果

図5は、本システムのビットエラーレート（BER）性能を表す。この性能は、以下の条件の下でのものである。すなわち、このシステムを周波数選択性レイリーチャネル上で、総和シンボルエネルギーの平均値 γ の関数

として使用した時のビットエラーレートである。ここで、 γ_b は、受信機ブランチ当たりのシンボルエネルギーの平均値で、 $\gamma = M \gamma_b$ である。ここで M はキャリアの数である。このことから、周波数ダイバーシティ効果が達成されていることがわかる。

【0090】B) トーン干渉信号抑制効果

ここで、ビットエラーレートの最悪ケースを計算するために、すべての k に対して $\theta_k = n\pi p / 2$ とする。この時、 N_s は以下の式によって与えられる：

【0091】

【数22】

$$N_s = \frac{T_c^2}{2} \left\{ \frac{\sin(\pi p)}{\pi p + 2\pi(j-k)} \right\}^2 \left[n + \frac{\sin(2n\pi p)}{\sin(2\pi p)} \right]$$

【0092】種々の α および ω_i に対する本システムのある特性曲線が図6および図7に表示されている。これら図において、実線はマルチキャリア・システムのBER (ビットエラーレート) を表わし、破線は、シングルキャリア・システムにおけるBERを表わす。このシングルキャリア・システムは、マルチキャリア・システムと同一の帯域幅を有する。このことは、シングルキャリア・システムの処理中のゲインが nM であることを意味する。その性能は以下の式で表わされる：

【0093】

【数23】

$$\rho(e|\theta=0) = \phi \left[-\frac{1}{\sqrt{\frac{n}{2E} + \frac{ISR}{nM}}} \right]$$

【0094】ここで、 ω_i はこのシステムのキャリア周波数に等しいものと仮定している。

【0095】また、本発明のマルチキャリア直接拡散スペクトラムシステムおよび方法に対して、種々の変形を

加え得ることは明らかであり、これら種々の変形は、添付の特許請求の範囲ならびにそれらの均等物によって規定されることは、当業者によれば、容易に理解できることである。

【図面の簡単な説明】

【図1】メッセージ・データを同期再生する従来のスペクトル拡散システムの概念構成図である。

【図2】本発明によるマルチキャリア直接シーケンス・スペクトル拡散システムの送信機の構成を示すブロック図である。

【図3】本発明によるマルチキャリア直接シーケンス・スペクトル拡散システムの受信機の構成を示すブロック図である。

【図4】本発明によるマルチキャリア直接シーケンス・スペクトル拡散システムの全体システムモデルを示す図である。

【図5】本発明システムの、レイリーフェージング・チャネルに対する性能を示すグラフである。

【図6】同じく、本発明システムの第1組のパラメータに対するトーン干渉抑制効果を表わすグラフである。

【図7】同じく、本発明システムの第2組のパラメータに対するトーン干渉制御効果を表わすグラフである。

【符号の説明】

10 送信機

12 受信機

31 スペクトル拡散処理デバイス

32~34 積デバイス

35, 51 合成器

41 逆拡散デバイス

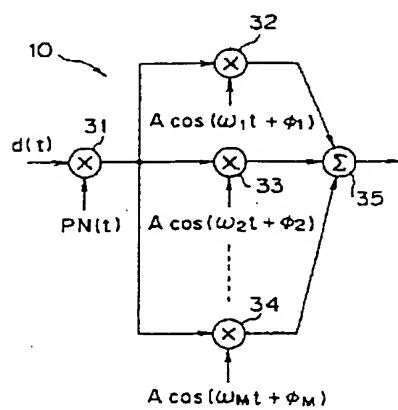
42~44 相関器

45~47 積分器

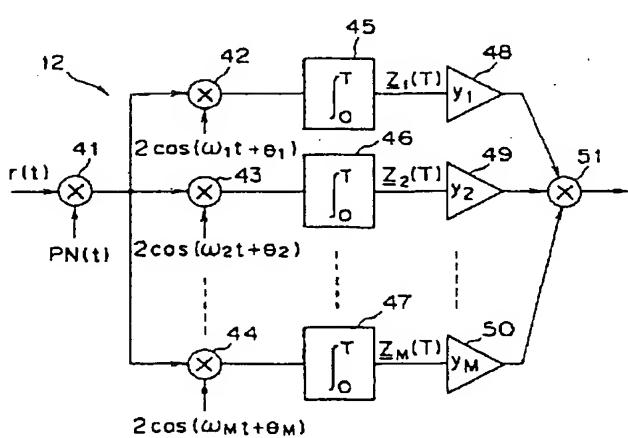
48~50 增幅器

61~63 フェージング・パラメータ

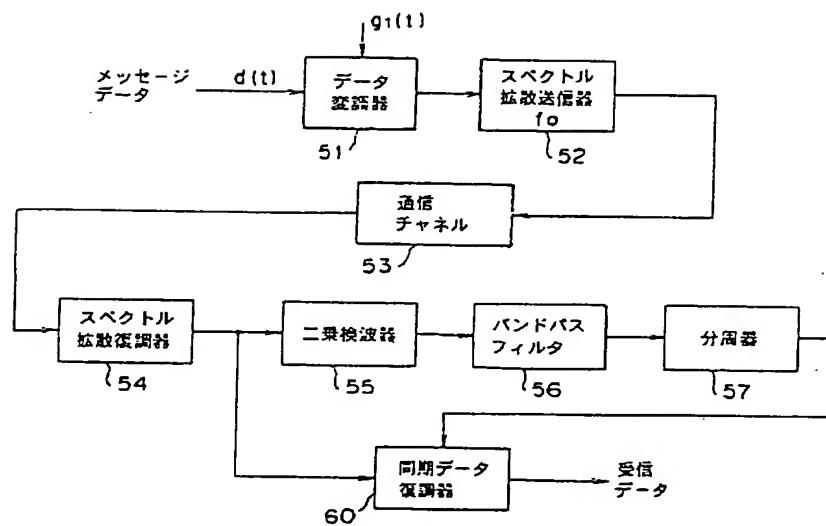
【図2】



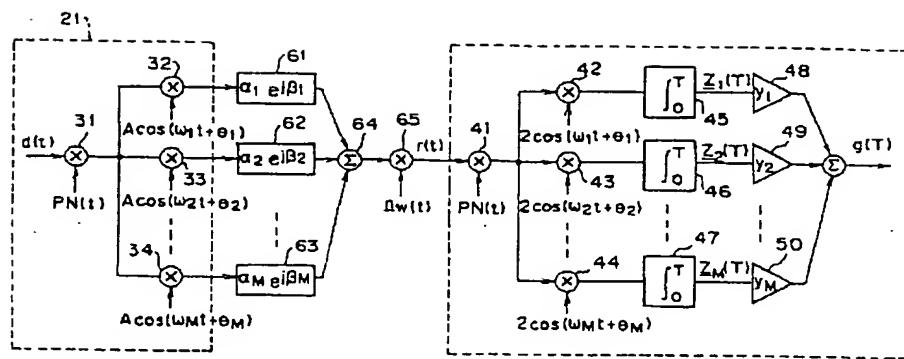
【図3】



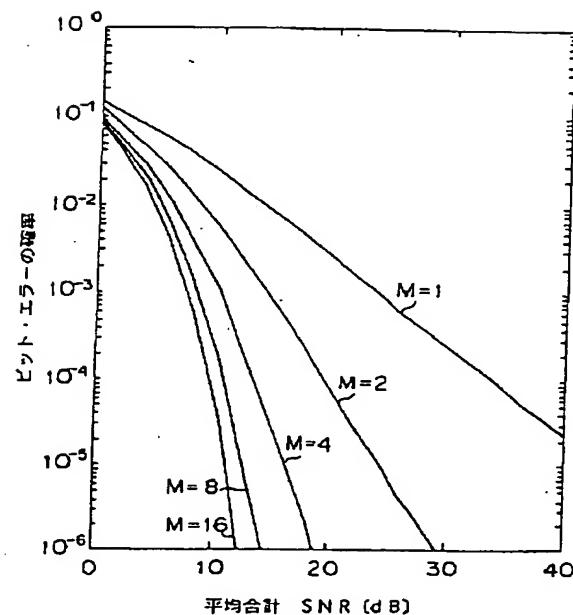
【図1】



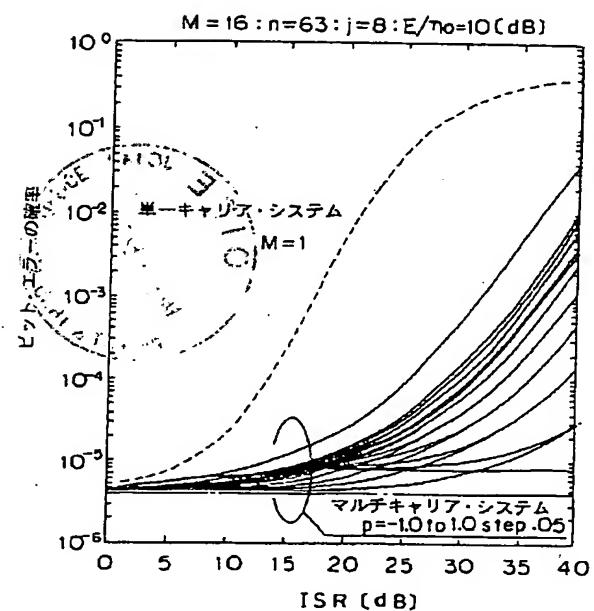
【図4】



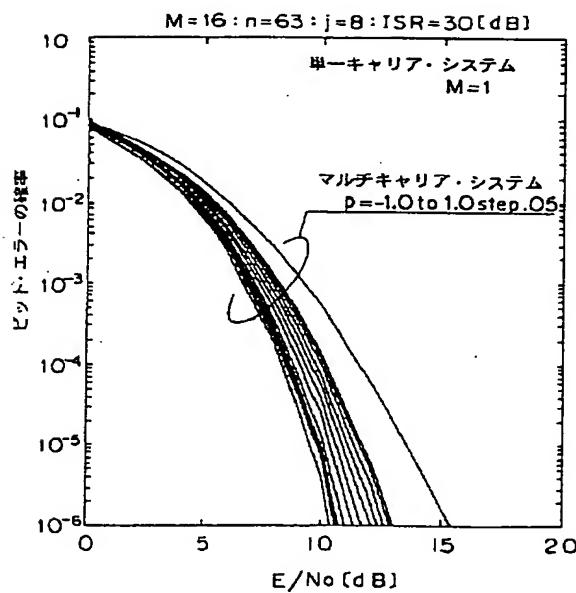
【図5】



【図6】



【図7】



フロントページの続き

(72) 発明者 近藤 史郎

アメリカ合衆国 92122 カリフォルニア
州 サンディエゴ リジエンツ ロード
8242 ナンバー 301

(72) 発明者 ローレンス ビー ミルスタン

アメリカ合衆国 92037 カリフォルニア
州 ラ ジオラ パークビュー ドライブ
5444